МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
Р С Ф С Р

ЛЕНИНГРАДСКИЙ
ОРДЕНА ЛЕНИНА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
ИМЕНИ В.И.УЛЬЯНОВА (ЛЕНИНА)

А.Д. КРЕЧЕТОВ

КОМПЕНСАЦИОННЫЙ МЕТОД ЗАЩИТЫ ОТ ПОМЕХ

Лекции

Ленинград
1977

с 1715072

КОНТРОЛЬНЫЙ ЛИСТОК
СРОКОВ ВОЗВРАТА

КНИГА ДОЛЖНА БЫТЬ
ВОЗВРАЩЕНА НЕ ПОЗЖЕ
УКАЗАННОГО ЗДЕСЬ СРОКА

Колич. пред. выдач



Сух. тип. № 7. 10296 — 10.000 000.

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
Р С Ф С Р

ЛЕНИНГРАДСКИЙ
ОРДЕНА ЛЕНИНА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
ИМЕНИ В.И УЛЬЯНОВА (ЛЕНИНА)

А.Д. Кречетов

КОМПЕНСАЦИОННЫЙ МЕТОД ЗАЩИТЫ ОТ ПОМЕХ

Лекции

Ленинград
1977

Подготовлено к публикации в Ленинградском институте авиационного приборостроения.

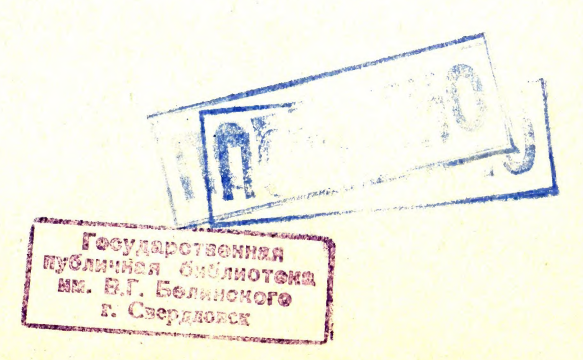
УДК 621.391.26

Дано описание принципа компенсации и свойств компенсационного метода защиты от помех, его характеристики. Рассмотрены структурные схемы оптимальных и квазиоптимальных устройств компенсации, проанализировано влияние неидентичностей каналов приема на эффективность подавления помех.

Рекомендовано к публикации Методической комиссией радиотехнического факультета.

Библ.4. Ил.16.

с.1715072.



© Ленинградский ордена Ленина электротехнический институт имени В.И.Ульянова (Ленина) (ЛЭТИ), 1977.

I. ПРИНЦИП КОМПЕНСАЦИИ

Компенсация - уравновешивание какой-либо величины другой однородной. Компенсационные методы широко используются в технике, в том числе в электро- и радиотехнике, технике измерений. Степень сложности компенсационных методов и устройств зависит от характера уравновешиваемой величины.

К более сложным устройствам относятся компенсационные стабилизаторы какого-либо параметра в системах автоматического регулирования и управления (например, компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения). Они производят стабилизацию отслеживаемого параметра(медленно меняющейся случайной функции времени) с помощью отрицательной обратной связи, уравновешивающей изменения параметра. Компенсационные методы и устройства используются для защиты от помех в многоканальных приемных устройствах.

Сущность компенсационного метода защиты от помех состоит в том, что помеха на выходе одного из каналов приема компенсируется помехой, коррелированной с первой, взятой с выхода другого канала. Так как помеха представляет собой случайный процесс, то при защите от помех речь идет о компенсации одного случайного процесса другим, а это возможно лишь при высокой корреляции рассматриваемых процессов.

Следует отметить, что компенсация помех должна осуществляться во всей полосе частот принимаемых полезных сигналов, и это - одна из особенностей компенсационного метода защиты от помех. При компенсации помех каналы приема могут различаться между собой по пространственным, временным, энергетическим или каким-либо другим параметрам. Для компенсации необходимо лишь, чтобы процессы в различных каналах были сильно коррелированными.

Рассмотрим принцип компенсации помех с пространственным разделением каналов на примере простейшей антенной решетки (рис.I), состоящей из двух изотропных элементов X и Y, расположенных на расстоянии d, не большем полуволны друг от друга. Пусть на антенную решетку воздействует поле от источника синусоидальной помехи, расположенного под углом θ_n к оси, перпендикулярной плоскости решетки. Помехи, принятые элементами антенны X и Y, могут быть записаны так

$$x = N_x e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 - \varphi_n)},$$
$$y = N_y e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)},$$

где φ_0 - начальная фаза; ω_0 - частота;

$\varphi_n = d\frac{\omega_0}{c}\sin\theta_n$ - разность фаз колебаний помехи на (I) выходах элементов антенны x и y; c - скорость света; N_x, N_y - амплитуда колебаний на выходах x и y элементов решетки.

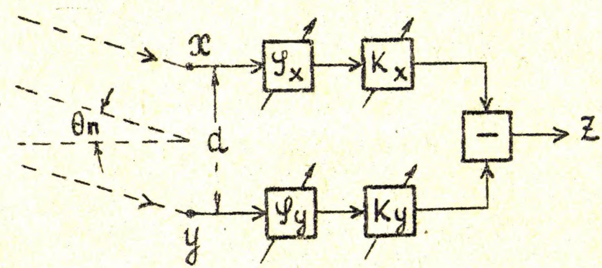


Рис.1

Отдельные каналы антенной решетки, содержащие фазосдвигающие цепи φ_x и φ_y и аттенюаторы (или весовые усилители) с коэффициентами передачи k_x и k_y, объединяются с помощью вычитающего устройства. Положим для простоты, что антенные элементы, фазосдвигающие цепи, весовые усилители и вычитающее устройство являются нешумящими.

Напряжение помехи на выходе вычитающего устройства будет

$$Z = x k_x e^{-j\varphi_x} - y k_y e^{-j\varphi_y} =$$
$$= N_x k_x e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 - \varphi_x - \varphi_n)}\left[1 - \frac{N_y}{N_x}\cdot\frac{k_y}{k_x} e^{j(-\varphi_y + \varphi_x + \varphi_n)}\right].$$

Из последнего выражения видно, что если выполняются условия

$$\varphi_x - \varphi_x = \varphi_n$$
$$k_x N_x = k_y N_y \qquad (2)$$

то $Z=0$, т.е. на выходе вычитающего устройства помеха компенсируется (уничтожается). В частности, если $\varphi_x = 0$, $k_x = 1$, то

для полной компенсации следует взять $\varphi_y = \varphi_n$, $K_y = N_x/N_y$.

Допустим, что одновременно с помехой, для которой выполнены условия компенсации (2), принимается полезный сигнал, приходящий с направления $\theta_c \neq \theta_n$. Тогда

$$\varphi_c = d \cdot \frac{\omega_0}{c} \sin\theta_c \neq \varphi_n$$

и для сигнала не выполняются условия (2).

Поэтому результирующее напряжение сигнала на выходе вычитающего устройства не равно нулю, т.е.

$$Z_c \neq 0$$

и сигнал можно обнаружить.

Компенсация помехи таким путем эквивалентна формированию нулевого провала в результирующей диаграмме направленности антенной решетки (рис.2), угловое положение которого соответствует направлению на источник помех. Как видно из соотношений (I) и (2), для компенсации помех необходимо знать частоту ω_0 и соотношение амплитуд колебаний N_y/N_x, а также направление θ_n на источник помехи. Обычно расстояние до источника помехи $R \gg d$ и для изотропных элементов антенны можно считать $N_x = N_y$.

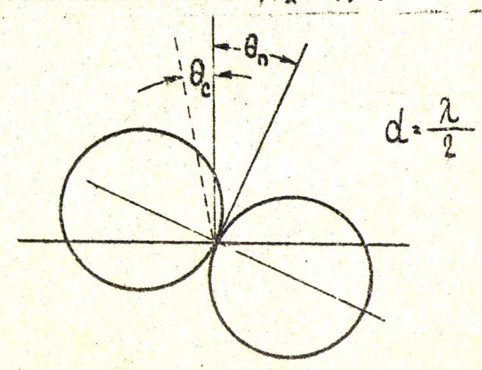


Рис.2

Если же рассматривать в качестве антенной решетки систему, состоящую из направленных антенн, например антенную систему амплитудной моноимпульсной РЛС, то в общем случае $N_x \neq N_y$.

Скомпенсировать помеху, добиться выполнения условий (2), можно и при неизвестных частоте колебаний помехи и направлении на источник помехи, например, путем перебора всех возможных значений

параметров каналов φ_x, φ_y, k_x, k_y, и фиксации совокупности тех значений φ'_x, φ'_y, k'_x, k'_y (k'_x и k'_y одновременно не должны быть равны нулю), при которых помеха на выходе Z равна нулю.

Другая возможная схема построения антенной решетки с устройством компенсации показана на рис.3. Каждое из выходных напряжений антенных элементов умножается в параллельных каналах на весовые коэффициенты, которые могут быть как положительными, так и отрицательными. Кроме того, в четных каналах напряжения задерживаются на время Δt, равное четверти периода частоты ω_0, т.е. сдвигаются по фазе на 90^0. Выходное напряжение представляет собой сумму всех взвешенных напряжений.

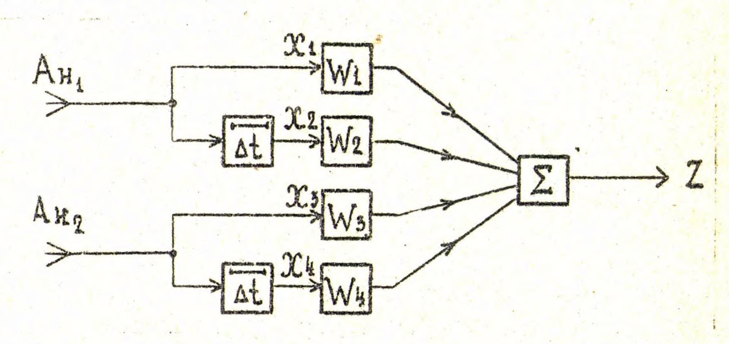


Рис.3

Различие схем рис.I и 3 состоит в следующем. В первой схеме векторы помех на выходах элементов антенны совмещаются по направлению с помощью фазовращателей, φ_x, φ_y выравниваются по модулю путем умножения на весовые коэффициенты k_x и k_y и затем вычитаются (компенсируются).

Во второй схеме каждый из векторов помех с выходов антенных элементов разлагается на квадратурные составляющие. Умножение квадратурных составляющих какого-либо вектора на неравные весовые коэффициенты эквивалентно повороту вектора и в общем случае изменению его длины.

Так, например система, состоящая из двух параллельных каналов I и 2, в одном из которых помеха умножается на весовой коэффициент W_1, а в другом умножается на W_2 и дополнительно сдвигается по фазе на $\pi/2$, и сумматора - эквивалентна устройству, изме-

няющему входную помеху по амплитуде в $\sqrt{W_1^2+W_2^2}$ раз и по фазе на угол $\varphi = -\operatorname{arctg}(W_2/W_1)$. При определенном подборе знаков и величин весовых коэффициентов каналов в сумматоре происходит полная компенсация.

Вторая схема (рис.3) имеет некоторые преимущества перед первой в смысле реализации ее на практике, т.е. в ряде случаев проще построить дополнительное устройство умножения на весовые коэффициенты, чем фазовращатели с плавно регулируемым сдвигом фаз.

Отметим, что рассмотренные схемы пригодны для компенсации как синусоидальных помех, так и помех с более сложным спектром, но узкополосных. Кроме того, компенсацию в схеме рис.3 можно получить и при времени задержки, неравной точно $\frac{\pi}{2\omega_0}$.

Однако введение фазовых сдвигов, близких к $-\frac{\pi}{2}$, желательно с точки зрения уменьшения требований к диапазону изменения величин весовых коэффициентов, но принципиально это не является необходимым условием.

Покажем на примере приема гауссова сигнала на фоне гауссовой помехи двухканальным приемным устройством, что компенсация - оптимальная обработка лишь при выполнении некоторых условий.

Пусть X и Y – отсчеты напряжений в компенсационных каналах (рис.1) в совпадающие моменты времени. Функция правдоподобия отсчетов имеет вид

$$F(x,y)_i = \frac{1}{2\pi \sigma_{x_i} \sigma_{y_i} \sqrt{1-R_i^2}} \exp\left\{ -\frac{1}{2(1-R_i^2)} \left[\frac{x^2}{\sigma_{x_i}^2} - 2R_i \frac{xy}{\sigma_{x_i}\sigma_{y_i}} + \frac{y^2}{\sigma_{y_i}^2} \right] \right\}, \quad (3)$$

где $\sigma_{x_i}^2, \sigma_{y_i}^2, R_i$ - дисперсии и коэффициент корреляции отсчетов x, y; $i = c$ - при наличии сигнала и помехи; $i = 0$ - при наличии только помехи.

Для отыскания оптимальной структуры устройства обнаружения используем логарифм отношения правдоподобия. Правило решения будет

$$\ln \Lambda(x,y) = \ln \frac{F(x,y)_c}{F(x,y)_0} \gtrless K \quad (4)$$

Подставляем (3) в (4), и после алгебраического преобразования приходим к правилу выбора решений

$$\left[\frac{1}{(1-R_o)\sigma_{x_o}^2}-\frac{1}{(1-R_c)\sigma_{x_c}^2}\right]x^2-\left[\frac{R_o}{(1-R_o)\sigma_{x_o}\sigma_{y_o}}-\frac{R_c}{(1-R_c)\sigma_{x_c}\sigma_{y_c}}\right]2xy+ \qquad (5)$$

$$+\left[\frac{1}{(1-R_o)\sigma^2}-\frac{1}{(1-R_c)\sigma_{y_c}^2}\right]y^2\geqslant K_1.$$

Это соотношение определяет структуру системы оптимальной обработки сигналов при обнаружении. Структура упрощается, если выполняются условия

$$R_o \approx 1 \quad и \quad \frac{1}{1-R_o} \gg \frac{1}{1-R_c} . \qquad (6)$$

В этом случае вторыми слагаемыми в квадратных скобках соотношения (5) можно пренебречь по сравнению с первыми, так как обычно $\sigma_{x_c} \geqslant \sigma_{x_o}$, $\sigma_{y_c} \geqslant \sigma_{y_o}$,

Правило решения о наличии сигнала принимает вид

$$\left|\frac{x}{\sigma_{x_o}}-\frac{y}{\sigma_{y_o}}\right| \geqslant K_2 \qquad (7)$$

Следовательно, при выполнении условий (6) оптимальная обработка отсчетов x и y в двухканальной системе приема заключается в нормировке их относительно среднеквадратичных значений σ_{x_o}, σ_{y_o} при отсутствии сигнала, вычитании, взятии модуля и сравнения его с порогом, определяемым, например по заданной вероятности ложной тревоги.

Нормировка осуществляется либо путем умножения x, y на соответствующие весовые коэффициенты, либо путем совмещения оси антенной системы с направлением на источник помех. В последнем случае $\sigma_{x_o} = \sigma_{y_o}$ и правило решения принимает более простой вид

$$|x-y| \geqslant K_3 \qquad (8)$$

На рис.4 представлен график зависимости вероятности правильного обнаружения одиночного импульсного сигнала D по разностному выходу двухканальной РЛС от величины относительной расстройки

направлений на источники сигнала и помехи α/α_0. Антенная система имела две разнесенные по углу амплитудные парциальные диаграммы направленности с совмещенными фазовыми центрами. Ширина парциального лепестка $ДН$ на уровне 0,606 от максимума - α_0, величина разноса диаграмм - α_0, форма лепестка гауссова. Отношение мощностей сигнал/шум приемника $a_c^2 = 2396$. Источник помехи находится на направлении $\alpha/\alpha_0 = 0$.

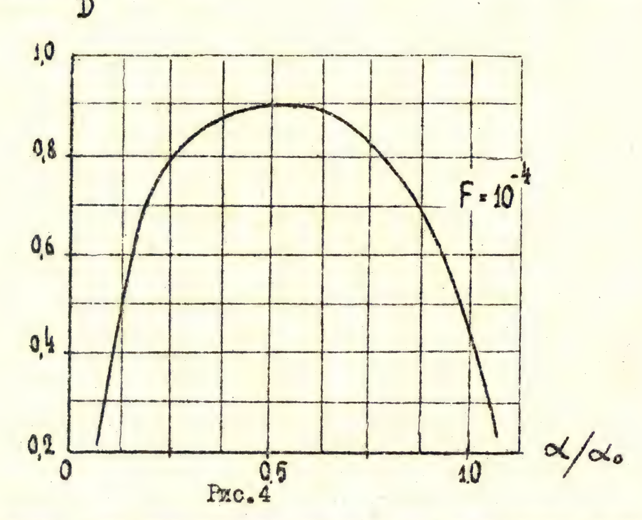


Рис.4

Из рис.4 видно, что несмотря на оптимальную обработку, осуществляемую компенсатором, при $|\alpha/\alpha_0| < 0,12$ вместе с помехой подавляется и сигнал. При $|\alpha/\alpha_0| > 0,9$ качество обнаружения также ухудшается вследствие уменьшения коэффициента направленного действия (к.н.д.) антенной системы (переход к приему по боковому лепестку).

Очевидно, что при принятых условиях приема никакая другая процедура обработки сигналов не даст лучшего результата. Этот результат получен при выполнении компенсации путем совмещения равносигнального направления антенной системы с направлением на источник помех. При этом в каналах антенн до вычитания использовались только пассивные элементы, и их шумы не учитывались. Учитывались в расчетах лишь шумы приемного тракта, находящегося после вычитающего звена, причем, для уменьшения их влияния на выходе вычитающего каскада использовался согласованный с сигналом фильтр.

В устройствах компенсации с весовыми усилителями, шумы которых могут значительно превышать шумы пассивных цепей, их следует учитывать. Наличие некоррелированных шумов отдельных каналов приводит к определенной декорреляции отсчетов напряжений X и Y. Этот фактор ограничивает предельные возможности компенсационного метода.

2. АДАПТИВНЫЙ КОМПЕНСАТОР

В общем случае устройство компенсационной обработки сигналов и помех может иметь l антенных элементов, каждому из которых соответствует пара квадратурных каналов. В такой системе возможна компенсация $l-1$ синусоидальных помех.

Если необходимо обеспечить прием сигналов и компенсацию помех в широком диапазоне частот, то все фазовращатели можно заменить линиями с отводами, как показано на рис.5. Такая схема с линиями задержки позволяет регулировать усиление и фазу в требуемой степени на ряде частот в пределах рассматриваемого диапазона. Если задержка между отводами Δt достаточно мала, то такая схема приближается к идеальному фильтру, который мог бы обеспечить полное управление фазой и величиной сигнала на каждой из частот заданного диапазона.

Естественно, что чем сложнее схема, тем более сложной оказывается задача определения весовых коэффициентов, соответствующих условию компенсации помех на выходе. Эта задача отпадает, если автоматизировать регулировку весовых умножителей, используя обратные связи. При этом устройство становится адаптивным и называется адаптивным процессором [2]. Один из возможных вариантов адаптивного процессора представлен на рис.6.

В качестве входных сигналов $x_1(t)$, ..., $x_i(t)$, ..., $x_m(t)$ используются те же сигналы, которые подаются на весовые умножители W_1, ..., W_i, ..., W_m в схемах рис.3 или 5. Жирными линиями (рис.6) показаны пути прохождения сигналов на выход. Тонкие линии относятся к связям, обеспечивающим управление весовыми коэффициентами, т.е. к процессу адаптации.

Рассмотрим процессы, протекающие в схеме. Выходной сигнал $S(t)$ представляет собой сумму сигналов $x_i(t)$, взятых с весовыми коэффициентами,

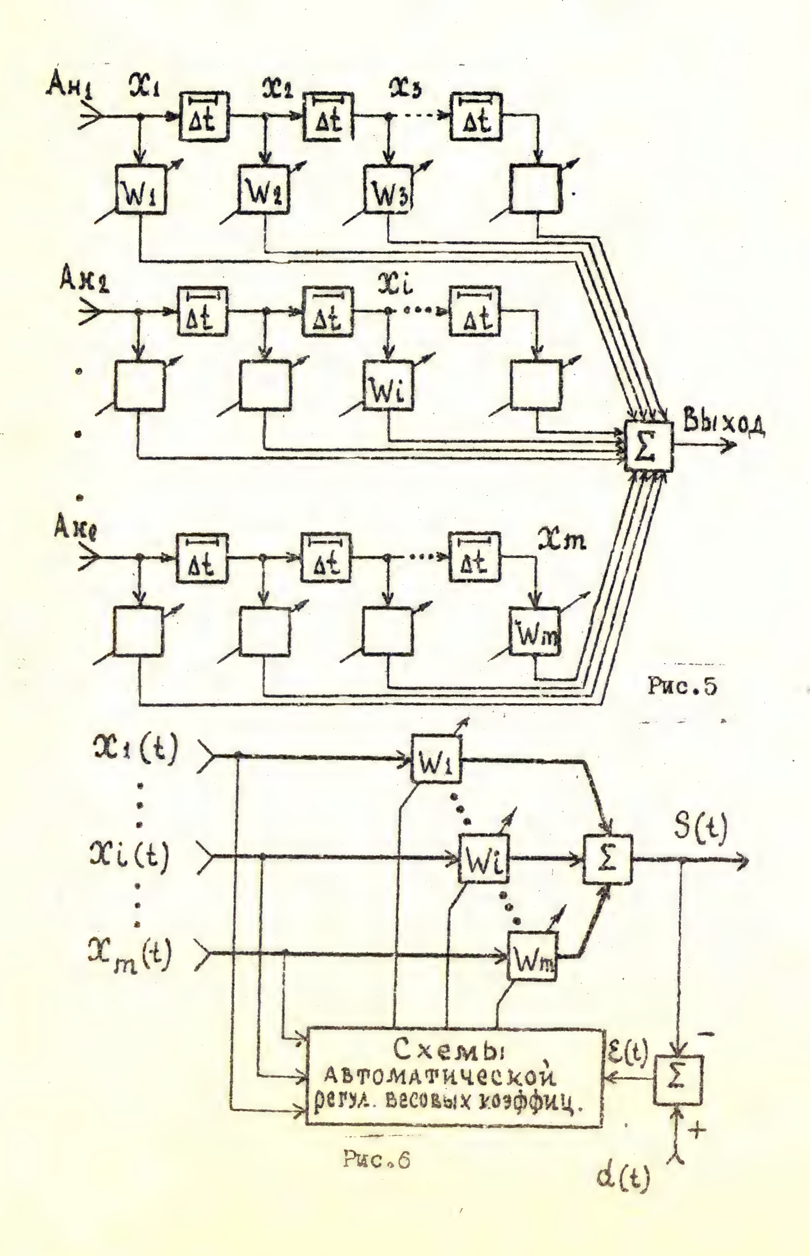

Ан1
x1
x2
x3
Δt
W1
W2
W3
Ан2
xi
Wi
Анℓ
xm
Wm
Σ
Выход
x1(t)
xi(t)
xm(t)
S(t)
Схемы автоматической регул. весовых коэффиц.
ε(t)
d(t)
−
+

Рис.5

Рис.6

$$S(t)=\sum_{i=1}^{m} x_i(t) W_i \, , \qquad (9)$$

где m - число весовых умножителей.

Используя векторное представление, имеем

$$S(t)=W^T X(t) \qquad (10)$$

где W^T - транспонированный вектор W; W - вектор-столбец весовых коэффициентов; $X(t)$ - вектор-столбец входных сигналов.

В цифровых системах на вход подаются дискретные выборочные сигналы. В этом случае выходной сигнал записывается в виде

$$S(j)=W^T X(j) \qquad (11)$$

где j - момент взятия j-й выборки.

Пусть требуется подавить помехи в процессоре при условии неподавления полезного сигнала $d(t)$, свойства которого известны. Для осуществления адаптации на процессор необходимо подать требуемый сигнал $d(t)$ (аналоговая система) или $d(j)$ (дискретная система)[ж].

Разность между требуемым выходным сигналом и действительным выходным сигналом есть сигнал ошибки

$$\varepsilon(j)=d(j)-W^T X(j) \qquad (12)$$

Этот сигнал используется в качестве управляющего в цепях регулировки весовых коэффициентов (рис.6).

Цель адаптации или процесса подбора весовых коэффициентов при действии помех, характеризующихся статистически, заключается в нахождении такого набора весовых коэффициентов, который в среднем обеспечил бы наиболее близкое соответствие между сигналом на выходе адаптивного процессора и требуемым сигналом.

В тех случаях, когда входные сигналы можно рассматривать как стационарные стохастические величины, обычно стремятся найти набор весовых коэффициентов, минимизирующий среднее значение квадрата ошибки. Тогда искомая величина есть математическое ожидание квадрата ошибки, т.е. средний квадрат ошибки $E\{\varepsilon^2(j)\}=\bar{\varepsilon}^2$.

[ж] Способ получения такого сигнала для адаптивного процессора в антенной решетке будет рассмотрен ниже.

Набор весовых коэффициентов, который минимизирует средний квадрат ошибки, может быть вычислен путем возведения в квадрат обеих частей формулы (I2)*

$$\varepsilon^2(j) = d^2(j) + W^T X(j) X^T(j) W - 2d(j) W^T X(j) \qquad (I3)$$

затем находится математическое ожидание для обеих частей (I3)

$$E\{\varepsilon^2(j)\} = E\{d^2(j) + W^T X(j) X^T(j) W - 2W^T d(j) X(j)\} = \\ = E\{d^2\} + W^T K_{xx} W - 2W^T K_{xd}, \qquad (I4)$$

где K_{xx} - симметрическая матрица автокорреляционных и взаимнокорреляционных коэффициентов сигналов на входе адаптивного процессора $\cdot K_{xd}$ - матрица-столбец коэффициентов взаимокорреляции между m входными сигналами и требуемым сигналом на выходе.

Средний квадрат ошибки, определяемый формулой (I4), является квадратичной функцией весовых коэффициентов. Компоненты градиента функции среднего квадрата ошибки представляют собой частные производные среднего квадрата ошибки по значениям весовых коэффициентов. Дифференцирование выражения (I4) по W позволяет найти градиент $\Delta E(\varepsilon^2)$ как линейную функцию весовых коэффициентов

$$\Delta E(\varepsilon^2) = 2K_{xx} W - 2K_{xd}. \qquad (I5)$$

При оптимальном выборе весовых коэффициентов градиент равен нулю. Тогда получаем

$$K_{xx} W_{opt} = K_{xd}$$

или

$$W_{opt} = K_{xx}^{-1} K_{xd} \qquad (I6)$$

---

* $W^T X(j)$ согласно (9) рассматривается как скаляр, или число, поэтому $[W^T X(j)]^2 = [W^T X(j)][W X^T(j)]$

Оптимальный вектор весовых к эффициентов W_{opt} и есть искомый вектор, дающий наименьший средний квадрат ошибки.

Таким образом, для компенсации помех на выходе адаптивного процессора необходимо, чтобы в процессоре автоматически выполнялись следующие операции:

- нахождение матрицы K_{xx};
- обращение этой матрицы - перехода к K_{xx};
- вычисление K_{xd};
- вычисление W_{opt} по формуле (I6);
- установка весовых коэффициентов умножителей W_1, W_2, ...,

в соответ твии с оптимальным вектором-столбцом весовых коэффициентов

$$W_{opt} = \begin{bmatrix} W_{1\,opt} \\ W_{2\,opt} \\ \vdots \\ W_{m\,opt} \end{bmatrix} \qquad (I7)$$

Решение уравнения (I6) обычно находится в явном виде, но при этом возникают серьезные вычислительные трудности, особенно при большом m, и для точного выполнения операций усреднения при вычислении K_{xx}, K_{xd} необходимо большое количество отсчетов $N (N \to \infty)$.

Поэтому приходится отказаться от оптимальной программы адаптации и перейти к приближенному методу поиска оптимального вектора весовых коэффициентов W_{opt} – методу скорейшего спуска. В этом методе изменения вектора весовых коэффициентов производятся по шагам, по мере поступления новой информации, в направлении полученной оценки градиента $\hat{\nabla} E(\mathcal{E}^2)$. В соответствии с этим методом

$$W(j+1) = W(j) + k_s \hat{\nabla}(j) \qquad (I8)$$

где $W(j)$ – вектор весовых коэффициентов до адаптации на j-ом шаге; $W(j+1)$ – вектор весовых коэффициентов после адаптации на j-ом шаге; k_s – скалярная постоянная, характеризующая скорость сходимости W к W_{opt} и устойчивость $(k_s < 0)$; $\hat{\nabla}(j)$ – оценка

градиента функции $\overline{\varepsilon}^2$ по отношению к вектору $W(j)$.

Один из методов нахождения оценки градиента $\hat{\nabla}(j)$ состоит в определении градиента для одиночного временного отсчета квадрата ошибки

$$\hat{\nabla}(j)=\nabla[\varepsilon^2(j)]=2\varepsilon(j)\nabla[\varepsilon(j)].$$

Из выражения (I2) следует, что

$$\nabla[\varepsilon(j)]=\nabla[d(j)-W^T(j)X(j)]=-X(j).$$

Отсюда

$$\hat{\nabla}(j)=-2\varepsilon(j)X(j). \qquad (I9)$$

Покажем, что оценка градиента (I9) является несмещенной [2]. Для данного вектора весовых коэффициентов $W(j)$ математическое ожидание оценки градиента будет

$$E[\hat{\nabla}(j)]=-2E[\{d(j)-W^T(j)X(j)\}X(j)]= \\ =-2[K_{xd}-W(j)K_{xx}]. \qquad (20)$$

Сравнивая соотношения (I5) и (20), видим, что

$$E[\hat{\nabla}(j)]=\nabla E(\varepsilon^2),$$

и поэтому для данного вектора весовых коэффициентов математическое ожидание оценки градиента равно истинному значению градиента, т.е. оценка градиента - несмещенная.

Используя формулу для оценки градиента (I9), приведем итерационное правило для нахождения весовых коэффициентов (I8) к виду

$$W(j+1)=W(j)-2k_s\varepsilon(j)X(j). \qquad (2I)$$

Каждое последующее значение вектора весовых коэффициентов находится путем добавления к данному значению вектора $W(j)$ слагаемого в виде вектора входных сигналов, умноженного на величину ошибки.

Таким образом, алгоритм адаптации, которому соответствует наименьший средний квадрат ошибки, определяется формулой (2I).

Он непосредственно применим в качестве формулы адаптации весовых коэффициентов в дискретных системах. На рис.7 приведена

структурная схема, с помощью которой полученное соотношение реализуется для одной составляющей W_i вектора W. Эквивалентное дифференциальное уравнение, которое можно использовать в аналоговых вариантах схем, имеет вид

$$\frac{d}{dt}W(t) = -2ks\,\mathcal{E}(t)X(t)$$

Это уравнение можно также записать в другой форме (рис.7,б)

$$W(t) = -2ks\int_0^t \mathcal{E}(t')X(t')\,dt'.$$

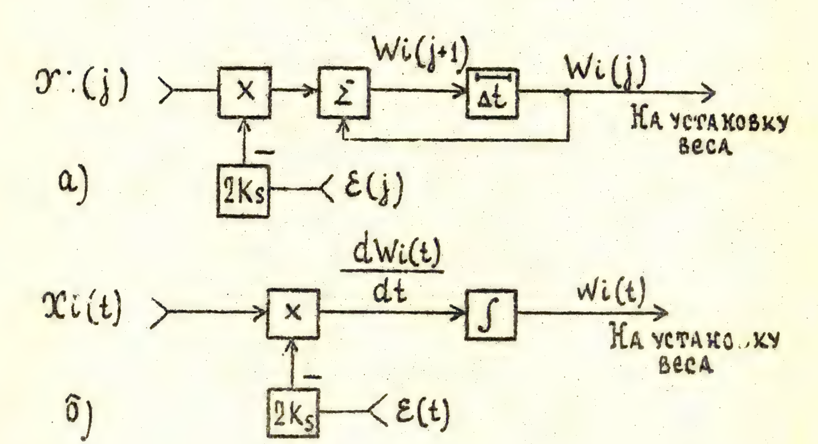


Рис.7

На рис.8 показано, каким образом схему, приведенную на рис. 7,а или б, можно включить в схему адаптивного элемента (рис.6).

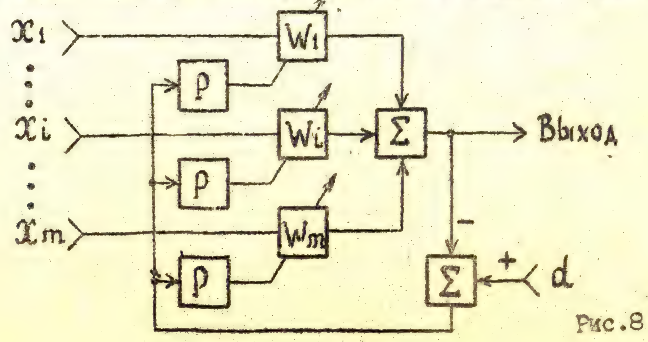


Рис.8

Буквой P обозначено устройство вычисления текущего значения весового коэффициента.

Из рассмотрения схем рис.7 и 8 и выражения (21) видно, что адаптация процессора осуществляется с помощью статистической запаздывающей обратной связи. Коэффициент обратной связи процессора устанавливается выбором величины K_s.

Очевидно, что при слишком малых значениях K_s будет происходить медленная адаптация (при $K_s=0$ адаптация отсутствует), при больших K_s, наоборот, может возникнуть переадаптация, которая вызовет колебательный процесс, система станет неустойчивой. Анализ системы на устойчивость и сравнительно быструю сходимость $\mathcal{E}(j)$ к значениям, обеспечивающим минимум $\overline{\mathcal{E}^2}$, показывает, что выбирать величину K_s следует в пределах

$$\frac{-1}{\sum\limits_{i=1}^{m} E(X_i^2)} < K_s < 0 .$$

Математическое моделирование процессора показало [2], что почти полная возможная адаптация достигается при K_s = 0,0025 через 200 шагов адаптации, при K_s = 0,0005 - через 400. При этом отсчеты помехи на различных шагах полагались независимыми.

Средний квадрат ошибки $\overline{\mathcal{E}^2}$ при использовании метода скорейшего спуска (формула (21)) для определения вектора весовых коэффициентов оказывается несколько увеличенным по сравнению с $\overline{\mathcal{E}^2}_{opt}$, получаемым в оптимальной системе, весовые коэффициенты которой устанавливаются в соответствии с формулой (16). Однако это отличие невелико и уменьшается с ростом постоянной времени адаптации.

Если сигналы, принимаемые элементами адаптации антенной решетки, состоят из полезных составляющих и помех, то наилучшее (в смысле наименьшего среднего квадрата ошибки) воспроизведение сигнала и наибольшее подавление помех будет иметь место в том случае, когда требуемый отклик процессора имеет вид самого сигнала. К сожалению при адаптации система обычно не располагает таким сигналом. Если бы он был, то ни приемник, ни приемная антенная решетка, очевидно, вообще не потребовались бы.

В рассматриваемых процессорах в качестве полезного отклика используется искусственно вводимый сигнал или контрольный, который в приемном устройстве полностью известен, и обычно в нем же и вырабатывается. Контрольный сигнал формируется таким образом, чтобы

с. 171507Z
Государственная публичная библиотека им. В.Г. Белинского г. Свердловск
ПОГАШЕНО

его спектральные характеристики и направленность были аналогичны тем, которые имеют приходящий полезный сигнал.

При адаптации по контрольному сигналу основной луч антенной решетки ориентируется в направлении, задаваемом контрольным сигналом, ее амплитудно-частотная характеристика в полосе контрольного сигнала становится равномерной, фазовая – линейной. Кроме того, помехи, попадающие на антенную решетку, снижают чувствительность решетки в направлениях на источники этих помех в пределах их полосы частот. Однако введение контрольного сигнала может нарушить работу приемного устройства, так как контрольный сигнал будет присутствовать на выходе. Для того, чтобы обойти эту трудность, были разработаны два алгоритма адаптации – однорежимный и двухрежимный. При двухрежимном алгоритме система попеременно адаптируется по контрольному сигналу (для формирования луча в направлении прихода полезных сигналов) и действительным входным сигналам при отключенном контрольном сигнале (для подавления помех), причем, выходной сигнал процессора снимается при отключенном контрольном сигнале.

При однорежимном алгоритме адаптации прием осуществляется непрерывно, но для реализации этого алгоритма требуется два процессора – вспомогательный адаптивный и ведомый (рис.9).

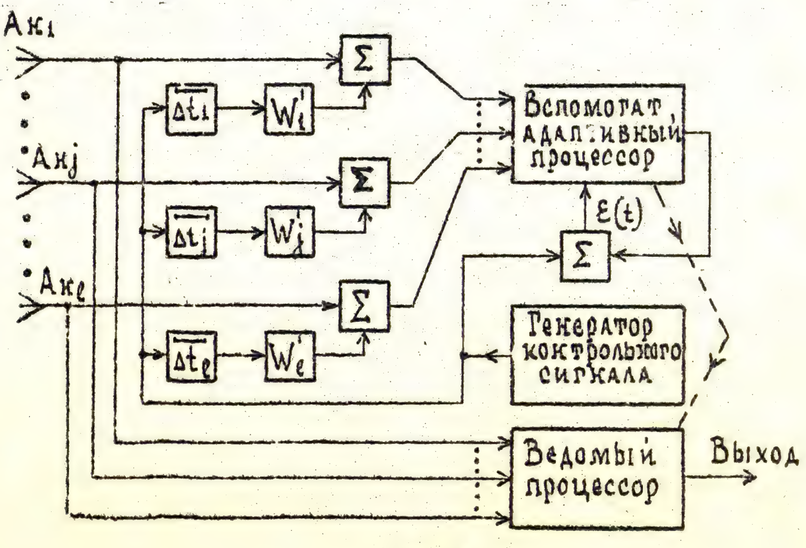


Рис.9

На вход вспомогательного адаптивного процессора поступают как принимаемые антенными элементами сигналы, так и контрольный сигнал, подаваемый от генератора контрольного сигнала через линии задержки Δt_1 , ... , Δt_L и весовые умножители W_1' , ... , W_L' . Время задержки этих линий и веса W_1' , ... , W_L' выбираются таким образом, чтобы получить ряд входных сигналов процессора, идентичных тем сигналам, которые имели бы место, если бы решетка действительно принимала плоскую контрольную волну с желаемого направления наблюдения. Это направление должен иметь основной лепесток диаграммы направленности антенны. Для данного процессора требуемый отклик должен совпадать с контрольным сигналом $d(t)$. Если, например, применяется синусоидальный контрольный сигнал с частотой f_0 , то подбор весовых коэффициентов процессора по минимуму среднего квадрата ошибки должен обеспечить поворот максимума диаграммы направленности в заданном направлении для того, чтобы получить требуемые амплитуду и фазу на частоте f_0 .

Второй процессор с весовой обработкой служит для получения действительного выходного полезного сигнала решетки, но никакой адаптации он не осуществляет. Сигналы, поступающие на входы этого процессора, не содержат контрольного сигнала. Второй процессор является ведомым по отношению к адаптивному процессору в том смысле, что его весовые коэффициенты автоматически поддерживаются равными соответствующим весовым коэффициентам адаптивного процессора, поэтому контрольный сигнал для него не нужен.

На выходе ведомого процессора обеспечивается наилучшее воспроизведение полезного сигнала и максимальное подавление помех, некоррелированных с контрольным сигналом.

При использовании в процессорах структур (рис.5), предназначенных для обработки широкополосных сигналов, адаптация антенной решетки осуществляется не только по направлению, но и по спектру (антенная решетка приобретает свойства частотной селективности). Совокупность антенной решетки с адаптивным процессором в этом случае представляет собой пространственно-временной выбеливающий фильтр.

В процессе адаптации основной лепесток диаграммы направленности решетки устанавливается в заданном направлении наблюдения и принимает нужную форму в полосе частот контрольного сигнала, а в направлениях приема шумовых сигналов в пределах их частотных диапазонов чувствительность антенной решетки уменьшается до минимума.

На рис.10 показана динамика изменения (в процессе адаптации)

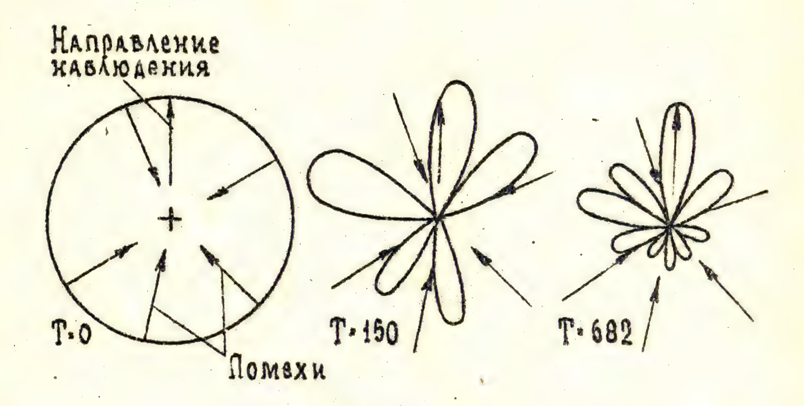


Рис.10

диаграммы направленность антенной решетки, составленной из 12 ненаправленных элементов, расположенных по окружности на расстоянии $\lambda/2$ друг от друга. Направление наблюдения полезного сигнала, которое задавалось контрольным сигналом, и направления действия пяти источников синусоидальных помех указаны стрелками. К.н.д. решетки в направлении на источники помех после Т=682 шагов адаптации уменьшался на 26 ... 38 дБ по отношению к к.н.д. в направлении полезного сигнала. Дальнейшее уменьшение к.н.д. ограничивается наличием собственных шумов каналов процессора, которые были на 20 дБ ниже, чем помеховые сигналы в антенных элементах. За величину шага адаптации следует принимать наибольший из следующих временных интервалов:

- интервал корреляции собственных шумов каналов адаптивного процессора;
- время, в течение которого на практике осуществляется операция сравнения значения выходного сигнала с контрольным для получения $\mathcal{E}(j)$ и изменения весовых коэффициентов в соответствии с формулой (21).

Рассмотренный пример (рис.10) показывает возможность компенсации помех от нескольких источников, действующих одновременно.

3. ВЛИЯНИЕ НЕИДЕНТИЧНОСТИ КАНАЛОВ НА КОМПЕНСАЦИЮ

Существует много различных подоптимальных устройств компенсации. В частности, если сигналы принимаются в области СВЧ, то нередко для упрощения технической реализации устройств, компенсация осуществляется на промежуточной частоте. При этом на качество компенсации могут влиять собственные шумы смесителей УПЧ, неидентичность амплитудо-фазочастотных характеристик каналов, нелинейность амплитудных характеристик. Ниже анализируется влияние этих факторов на коэффициент корреляции помех в различных каналах и оценивается зависимость качества компенсации от коэффициента корреляции.

Для исследования влияния собственных шумов каналов на качество компенсации рассмотрим схему (рис.II), представляющую собой простейшее устройство компенсации. Будем полагать, что на входы обоих каналов подаются случайные процессы x_1 и $x_2=Cx_1$, происходящие от одного источника, но обладающие различными дисперсиями $\sigma^2_{x_1}$ и $\sigma^2_{x_2}=C^2\sigma^2_{x_1}$ и нулевыми средними, где C - масштабный коэффициент.

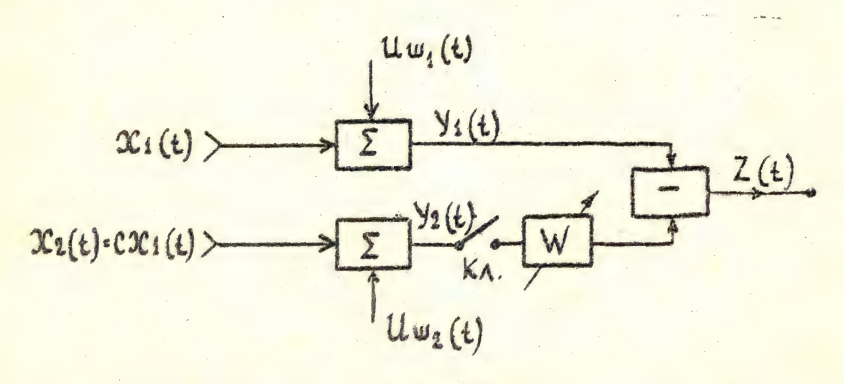


Рис.II

В каналах на эти процессы накладываются собственные шумы каналов с дисперсиями $\sigma^2_{ш_1}=\sigma^2_{ш_2}=\sigma^2_{ш}$. Шумы различных каналов независимы между собой и с входными процессами x_1 и x_2.

Коэффициент взаимной корреляции процессов $y_1=x_1+U_{ш_1}$ и $y_2=x_2+U_{ш_2}$, учитывающий собственные шумы каналов, в совпадающие моменты времени будет

$$\rho_{y_1 y_2} = \frac{\overline{y_1 y_2}}{\sigma_{y_1} \sigma_{y_2}} = \frac{\overline{x_1 x_2}}{\sqrt{(\sigma_{x_1}^2 + \sigma_{ш}^2)(\sigma_{x_2}^2 + \sigma_{ш}^2)}} = \frac{1}{\sqrt{(1+q)(1+q/c^2)}} \qquad (22)$$

где $q = \frac{\sigma_{ш}^2}{\sigma_{x_1}^2}$.

Из выражения (I6) видно, что с ростом q уменьшается ρ. Собственные шумы каналов приводят к декорреляции процессов в каналах.

Для оценки качества компенсации нормальных помех введем коэффициент подавления помехи k, под которым будем понимать отношение дисперсии σ_z^2 процесса Z на выходе вычитающего устройства при отсутствии компенсации (ключ K разомкнут) к дисперсии σ_{zk}^2 процесса Z при наличии компенсации

$$K = \frac{\sigma_z^2}{\sigma_{zk}^2} = \frac{\sigma_{x_1}^2 + \sigma_{ш}^2}{\sigma_{x_1}^2 (1-WC)^2 + \sigma_{ш}^2 (1+W^2)} = \frac{1+q}{(1-WC)^2 + q(1+W^2)} \qquad (23)$$

где W - весовой множитель, изменением которого достигается компенсация помехи.

Оптимальное значение W, при котором $K = K_{max}$, находится дифференцированием k по W и приравниванием производной нулю

$$W_{opt} = \frac{c}{q + c^2} \qquad (24)$$

Подставляя $W = W_{opt}$ в (23) с учетом (22), получаем

$$K_{max} = \frac{1}{1-\rho^2} \qquad (25)$$

Из этого выражения видно, что качество подавления коррелированных между собой помех в каналах определяется коэффициентом взаимной корреляции. Для увеличения K_{max}, как это следует из (25)и (22), необходимо уменьшать собственные шумы каналов применением малошумящих устройств в каналах, а еще лучше - проводить компенсацию в высокочастотном тракте. Расчеты по вышеприведенным формулам показывают, что для достижения K_{max} = 30 дБ необходимая величи-

на ρ должна равняться 0,9995, а отношение $\sigma_{ш}^{2}/\sigma_{x_1}^{2}$ в каналах (при С = I) - 33 дБ.

Перейдем теперь к учету влияния неидентичности амплитудо- и фазочастотных характеристик каналов на коэффициент взаимной корреляции процессов в каналах. Будем полагать для простоты, что каналы "нешумящие", каждый канал представлен одним линейным фильтром, и на входы каналов (рис.I2) подается процесс, характеризующийся энергетическим спектром $N_x(\omega)$.

Согласно [I], коэффициент взаимной корреляции процессов y_1 и y_2 на выходе фильтров определяется выражением

$$\rho_{12}(\tau)=\frac{R_{12}(\tau)}{\sqrt{R_{11}(0)R_{22}(0)}}, \qquad (26)$$

где

$$R_{ps}(\tau)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}k_p(j\omega)k_s^*(j\omega)N_x(\omega)e^{j\omega\tau}d\omega \qquad (27)$$

- взаимно-корреляционная функция процессов y_p и y_s ; p, s = I,2.

Рис.I2

Если входной процесс - белый шум, т.е. $N_x(\omega)=N_0$, то из (27) следует, что коэффициент взаимной корреляции процессов y_1 и y_2 на выходе пары фильтров зависит только от свойств фильтров и равняется так называемому [3] коэффициенту взаимной корреляции пары фильтров

$$z_{12}(\tau)=\frac{\int_{-\infty}^{\infty}k_1(j\omega)k_2^*(j\omega)e^{j\omega\tau}d\omega}{\sqrt{R_1(0)R_2(0)}}, \qquad (28)$$

где $R_i(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} |K_i(j\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega, \quad i = 1,2$

Найдем, в качестве примера, коэффициент взаимной корреляции процессов на выходе пары RC-фильтров, если на входе их действует белый шум. Пусть постоянные времени фильтров

$$\theta_1 = R_1 C_1, \quad \theta_2 = R_2 C_2.$$

Тогда, согласно (28), получаем

$$r_{12}(\tau) = \begin{cases} \frac{2\sqrt{\theta_1 \theta_2}}{\theta_1 + \theta_2} e^{-\frac{\tau}{\theta_1}} & \text{при } \tau \geq 0; \\ \frac{2\sqrt{\theta_1 \theta_2}}{\theta_1 + \theta_2} e^{-\frac{\tau}{\theta_2}} & \text{при } \tau < 0. \end{cases} \quad (29)$$

График $r_{12}(\tau)$ изображая на рис.13 для $\theta_1 = 2\theta_2$. Из формулы (29) и графика видно, что при $\theta_1 \neq \theta_2$ $r_{12}(0) < 1$. Коэффициент взаимной корреляции пары фильтров в совпадающие моменты времени ($\tau = 0$) равняется единице только при полном совпадении комплексных частотных характеристик (или других эквивалентных им параметров) фильтров.

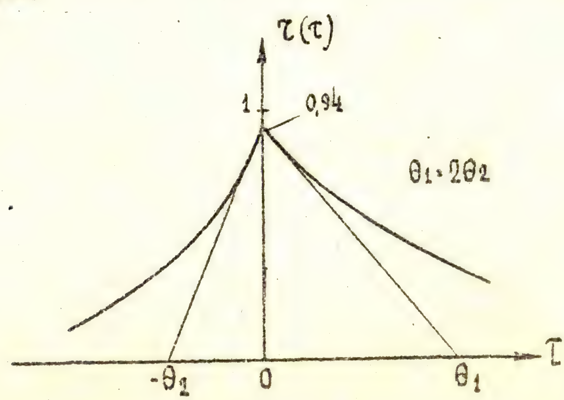


Рис.13

Понятием коэффициента взаимной корреляции пары фильтров удобно пользоваться при исследовании влияния неидентичности амплитудо и фазочастотных характеристик каналов на качество компенса-

ции помех с постоянной спектральной плотностью в пределах полосы каналов. При этом наибольший интерес с точки зрения компенсации представляет коэффициент взаимной корреляции пары фильтров в совпадающие моменты времени (при $\tau = 0$).

Возвращаясь к примеру с RC -фильтрами, введем коэффициент неидентичности фильтров $b \geq 0$, который может быть выражен либо через постоянные времени $\theta_1, \theta_2 (\theta_1 \geq \theta_2)$, либо через полосы пропускания фильтров, определяемые как $\omega_1 = 1/\theta_1$, $\omega = 1/\theta_2$ следующим образом:

$$b = \frac{\theta_1 - \theta_2}{\theta_2} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1}$$

Тогда из (29) при $\tau = 0$ находим зависимость коэффициента взаимной корреляции пары фильтров от неидентичности b

$$r_{12}(0) = \frac{\sqrt{1+b}}{1+b/2}.$$

Подставляя $r_{12}(0)$ в выражение (25) вместо ρ , получаем зависимость K_{max} от b

$$K_{max} = \left(\frac{2}{b}+1\right)^2.$$

Расчет показывает, что при 2%-ной неидентичности RC -фильтров K_{max} ограничивается величиной 40 дБ.

В каналах компенсирующих устройств наиболее часто используются радиочастотные избирательные фильтры. Влияние их неидентичности на $r(0)$ и K_{max} сказывается значительно сильнее, чем в выше рассмотренных RC -фильтрах. Объясняется это наличием большего числа параметров, по которым избирательные фильтры могут различаться друг от друга, а именно по частоте настройки и по полосе.

Так, для пары узкополосных колебательных контуров с одинаковыми полосами пропускания $\Delta\omega_1$, но расстроенных по частоте на $\Delta\omega$ друг относительно друга, коэффициент взаимной корреляции определяется [I] формулой

$$r(\tau) = \frac{\exp\left(-\frac{\Delta\omega|\tau|}{2}\right)}{\sqrt{1+\left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_1}\right)^2}} \cos\left(\omega_0\tau + \operatorname{arctg}\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_1}\right)$$

где $\Delta\omega \ll \omega_0$, $\Delta\omega_1 \ll \omega_0$; ω_0 - резонансная частота первого контура.

Коэффициент взаимной корреляции $r(\tau)$ имеет в этом случае колебательный характер с затухающей огибающей. При $\tau = 0$ имеем

$$\tau(0) = \frac{1}{1+\left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_1}\right)^2} . \qquad (30)$$

Зависимость $\tau(0)$ от расстройки $\Delta\omega$ имеет вид монотонно убывающей функции (рис.14) (кривая $n=1$).

Коэффициент взаимной корреляции (в совпадающие моменты времени) пары многокаскадных усилителей, имеющих одинаковые полосы $\Delta\omega_1$, но расстроенных по частоте на $\Delta\omega$, вычисляется [I] по формуле

$$\tau(0) = exp\left[-2\left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_1}\right)^2\right] \cdot Cos\left(2\sqrt{2n}\,\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_1}\right), \qquad (31)$$

где n - число каскадов в усилителе.

На рис.14 проведены кривые коэффициента взаимной корреляции (31) в зависимости от относительной расстройки для n = 5 и 10.

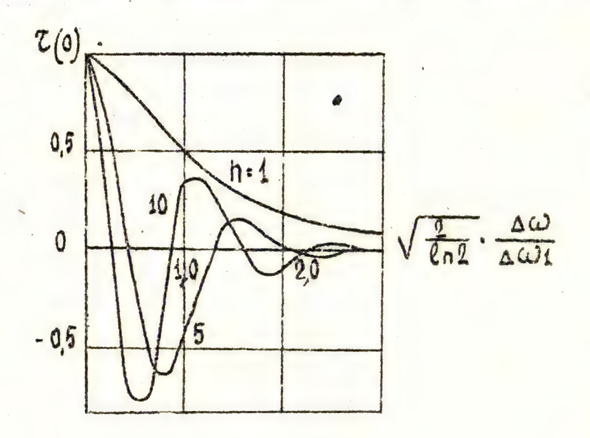


Рис.14

С увеличением числа каскадов взаимное перекрытие частотных характеристик (при неизменной ширине полосы на уровне половинной мощности) уменьшается, что приводит к уменьшению коэффициента взаимной корреляции.

В многокаскадных усилителях в отличие от однокаскадного коэффициент взаимной корреляции в совпадающие моменты времени имеет осциллирующий характер. Это объясняется тем, что в однокаскадных

усилителях разность фаз выходных напряжений в совпадающие моменты времени не может достигать $\pi/2$ ни при каких расстройках, а в многокаскадных усилителях при некоторых расстройках она может превышать $\pi/2$.

Как уже указывалось, даже малая расстройка по частоте сильно уменьшает K_{max}. Так, в соответствии с (30) и (25) для пяти каскадных усилителей с одиночными контурами при относительной расстройке усилителей $\Delta\omega/\Delta\omega_1 = 0{,}01$, K_{max} составляет всего 23,5 дБ. Последнее говорит о необходимости тщательной настройки избирательных цепей в каналах компенсационных устройств, если предполагается, что действующая на входе помеха имеет равномерный энергетический спектр. Кроме того, для уменьшения влияния расстройки по частоте выгодно, если это окажется возможным, увеличивать полосу пропускания усилителя $\Delta\omega_1$.

Заметим, что неидентичность полос пропускания каналов (при одинаковой форме частотных характеристик) также сказывается на $\tau(0)$ и K_{max}, но в несколько меньшей степени, чем расстройка по частоте. Мы рассмотрели влияние неидентичности пары фильтров на $\tau(0)$ и вычислили несколько значений K_{max} в предположении, что на входе действует белый шум.

Если же помеха узкополосная, ширина спектра ее значительно меньше полосы пропускания фильтров и расположена она в центральной части полосы пропускания фильтров, то неидентичность фильтров (по полосе и настройки) оказывает меньшее влияние на снижение K_{max}, чем это было в случае белого шума.

Точное вычисление $\tau(0)$ в случае узкополосной помехи следует производить по (26), (27).

Остановимся теперь на влиянии нелинейности амплитудных характеристик каналов. Влияние это может возникать из-за ограниченного амплитудного диапазона каналов и проявляется прежде всего в устройствах компенсации с направленными антеннами.

При сильной помехе может наступить ограничение в одном или обоих каналах еще до весовой обработки. Различие в степени ограничения в разных каналах приводит к уменьшению коэффициента взаимной корреляции помех на выходе каналов.

Для учета влияния нелинейности рассмотрим безынерционную систему, изображенную на рис.15, в одном из каналов которой имеется нелинейное преобразование $y = \varphi(x)$, в другом - нет.

Как показано в [1], коэффициент корреляции процессов $x(t)$ и $y(t)$

в этом случае определяется формулой

$$\rho_{xy}(\tau)=\rho_x(\tau)\int_{-\infty}^{\infty}\left(\frac{dg(x)}{dx}\right)p(x)\,dx, \tag{32}$$

где $\rho_x(\tau)$ – коэффициент автокорреляции входного процесса $x(t)$;
$p(x)$ – одномерная плотность вероятностей входного процесса.

Полагая, что $g(x)$ – двустороннее жесткое ограничение вида

$$g(x)=\begin{cases} x_0 & \text{при } x>x_0 \\ x & \text{— " —} -x_0\le x\le x_0, \\ -x_0 & \text{— " —} x<-x_0 \end{cases}$$

получаем выражение для коэффициента взаимной корреляции в совпадающие моменты времени для процессов x и y

$$\rho_{xy}(0)=\int_{-x_0}^{x_0}p(x)\,dx. \tag{33}$$

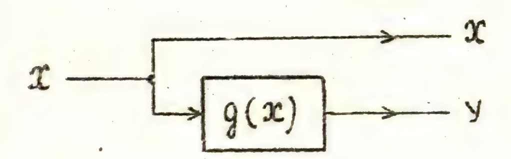


Рис.15

Вычисления по этой формуле для нормального процесса показывают, что при наступлении ограничения на уровне 3σ коэффициент взаимной корреляции $\rho(0)$ спадает до 0,997. Такому значению для неусеченных нормальных процессов соответствует коэффициент подавления $\rho(0)$ = 22 дБ. В действительности же определение k_{max}, даваемое формулой (23), (25) в данном случае, оказывается не совсем точным, так как рассматривается усеченный (ограниченный) нормальный процесс. Тем не менее факт влияния ограничения очевиден.

Заметим, что практически все рассмотренные факторы, которые

снижают K_{max}, действуют не по отдельности, а в совокупности. Поэтому при построении устройств компенсации следует позаботиться о таком выборе схемы и отдельных ее элементов, при котором неидентичности каналов были бы минимально возможными.

4. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Структурная схема лабораторной установки для исследования компенсационного метода защиты от помех представлена на рис.16.Установка состоит из двухканального устройства компенсации, измерительного устройства, генератора сигнала и двух независимых генераторов шума. Генератор шума $G1$ используется в качестве источника шумовой помехи. Помеха подается на входы обоих каналов. Генератор шума $G2$ имитирует влияние собственных шумов каналов на качество компенсации. Энергетические спектры выходных напряжений генераторов шума равномерных в пределах полос пропускания каналов.

Первый канал содержит набор фильтров (одиночных колебательных контуров) с различными полосами пропускания и различной частотой настройки их.

Осуществляя подключение того или иного фильтра с помощью переключателя $П4$ - изменяют частотные параметры первого канала. В этот же канал с помощью $П5$ можно ввести нелинейное звено - усилитель с нелинейной амплитудной характеристикой. Параметры второго канала в процессе выполнения работы не изменяются.

Входами каналов являются сумматоры, эквивалентные антеннам в смысле суммирования сигналов и помех. Уровни колебаний сигнала и помех выбраны такими, при которых данные каналы практически можно считать нешумящими. Эффект шумовой декорреляции помех в каналах достигается в установке благодаря введению в первый канал шума от $G2$. Во второй канал шум не вводится. При этом облегчается задача установки и контроля требуемой мощности шума, имитирующего собственные шумы каналов. Для расчета ρ в этом случае следует пользоваться формулой

$$\rho = (1+q)^{-1/2} \qquad (34)$$

Второй канал содержит фильтр, настроенный на частоту f_0 , с полосой пропускания Δf_0. Генератор сигналов вырабатывает им-

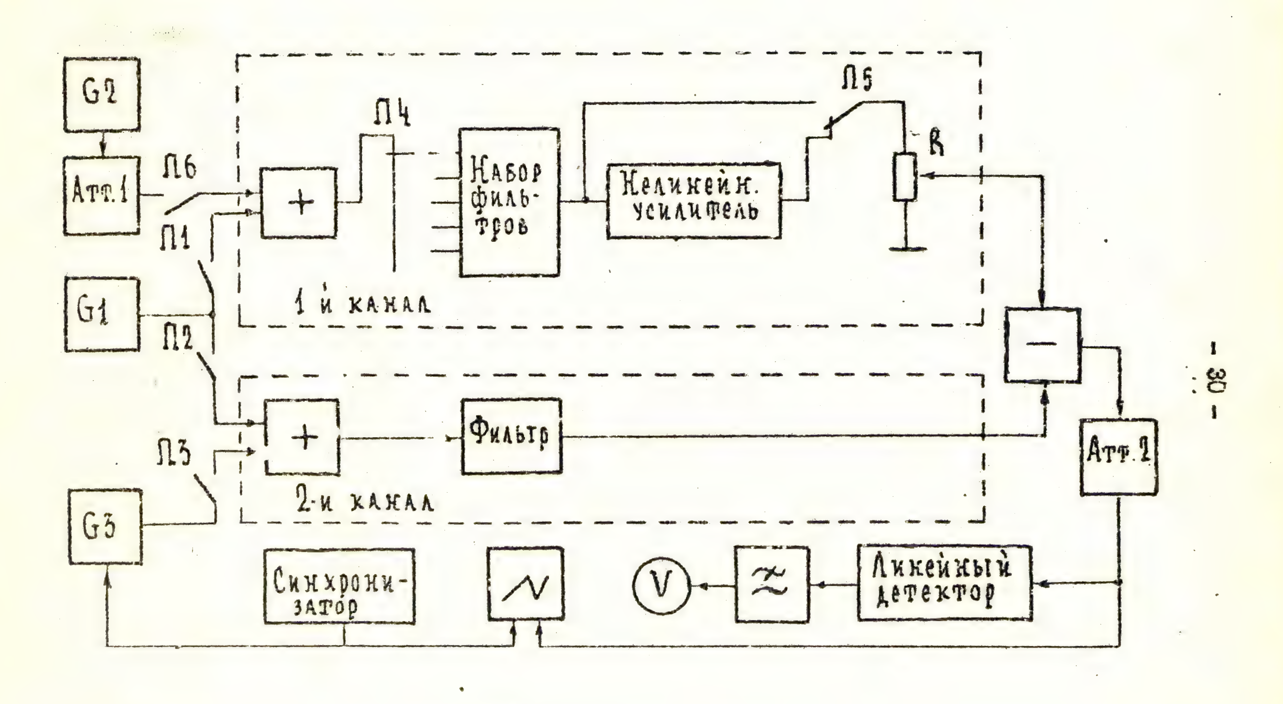

G2
Атт.1
П6
П1
G1
П2
П3
G3
П4
Набор филь-тров
П5
R
Нелинейн. усилитель
1 й канал
+
Фильтр
2-й канал
Атт.2
Синхрони-затор
Линейный детектор
V

Рис. 16

пульсные сигналы, которые используются для визуального наблюдения действия компенсации. Компенсация помехи осуществляется в вычитающем каскаде при выравнивании напряжений, поступающих с выходов каналов, с помощью потенциометра R .

Напряжение с выхода вычитающего каскада подается через усилитель и аттенюатор Атт.2 на устройство измерения, состоящее из осциллографа и вольтметра. Вольтметр измеряет среднеквадратичное значение шума на выходе вычитающего каскада. Атт.2 предназначен для устранения "зашкаливания" вольтметра.

Синхронизатор служит для синхронного запуска развертки осциллографа и генератора сигнала.

Атт.I служит для калибровки исходного отношения (I:I) мощностей помехи (от $G1$) и шумов каналов (от $G2$) в I-м канале и последующего изменения этого отношения. Калибровка производится путем поочередного подключения $G1$ и $G2$ к входам I-го канала и выравниванием с помощью Атт.I показаний вольтметра. Второй канал при этом отключен с помощью П2 и П3.

5. ИССЛЕДУЕМЫЕ ВОПРОСЫ

На практических занятиях в лаборатории исследуется

I. Функционирование макета компенсатора и установки для измерений качества компенсации.

2. Влияние декорреляции помехи в каналах за счет шумов каналов на коэффициент подавления помехи.

3. Влияние шумов каналов на наблюдаемость сигнала в режиме компенсации.

4. Влияние неидентичности частотных характеристик (по полосе и частоте настройки) на качество подавления помехи.

5. Методика измерений и установки отношений помеха-шум, сигнал/помеха.

6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

I. В чем состоит принцип компенсации помех в многоканальном приемном устройстве?

2. Какие требования относительно свойств помех должны быть выполнены, чтобы компенсация помех оказалась возможной?

3. Что такое коэффициент взаимной корреляции процессов?

4. Назовите условия, при которых компенсация является оптимальной операцией обработки сигналов и помех при обнаружении сигналов.

5. Как работает адаптивный компенсатор?

6. Что понимается под шагом адаптации и от чего зависит время, затрачиваемое на один шаг?

7. Что понимается под однорежимным и двухрежимным алгоритмами адаптации?

8. Для чего и каким образом вводится в схему адаптивного компенсатора "контрольный сигнал"?

9. Укажите, какие факторы в реальных устройствах компенсации ухудшают качество компенсации.

IO. Что такое коэффициент подавления помехи?

II. Каким образом проявляется влияние нелинейности амплитудных характеристик каналов на качестве компенсации?

I2. Как практически измерить коэффициент подавления помехи?

Указатель литературы

I. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М., "Советское радио", I966, с. I93-200, 223-227, 215-250, 255-263.

2. Адаптивные антенные системы. ТИИЭР, № I2, I967, с. 78-95, авт.: Уидроу Б., Мантей П.Е., Гриффитс Л.Д., Гуд И.Дж.

3. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. Т.I, М., "Советское радио", I96I, с. 263-274.

4. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. М., "Советское радио", I974, с. 280-292.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Александр Дмитриевич Кречетов
"Компенсационный метод защиты от помех"
Лекции

Редактор А.В.Семенчук

Подписано к печати 1.09.77 М - 26494 Объем 2 п.л.
Тираж 500 экз. Формат 60х84 I/I6. Бумага оберточная.
Тем.план 1977 г., поз.2944. Зак.№ 478 Цена 40 к.

Ротапринт ЛИАП

40 к.